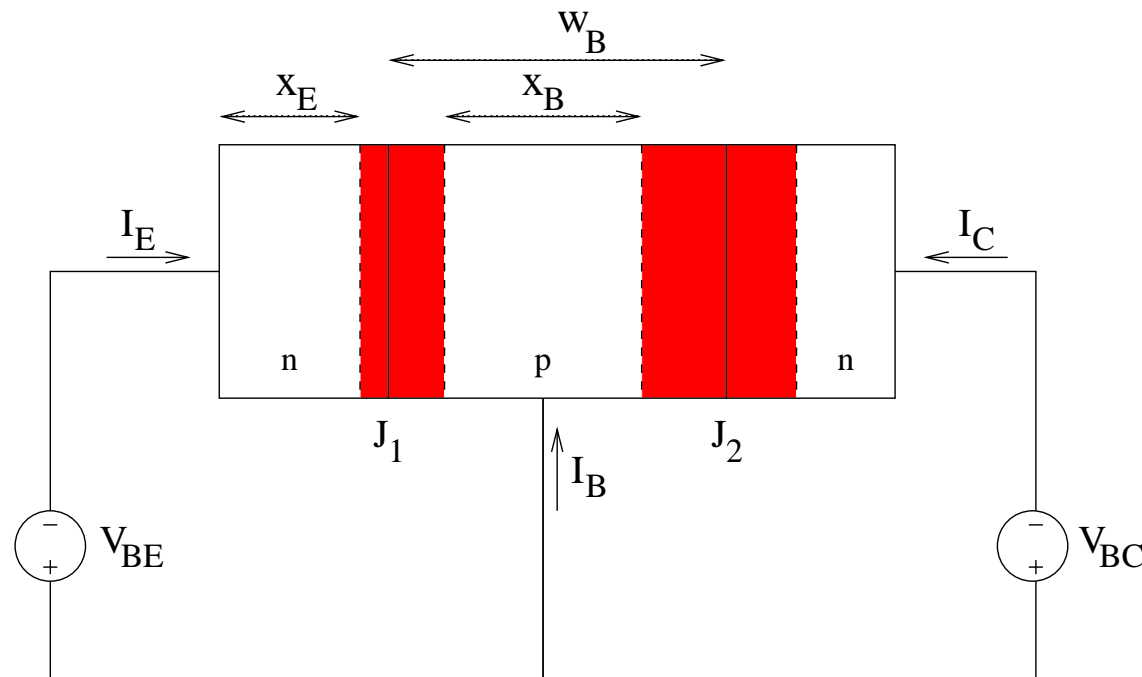


# **Dispositivi e Tecnologie Elettroniche**

## **Il transistor bipolare**

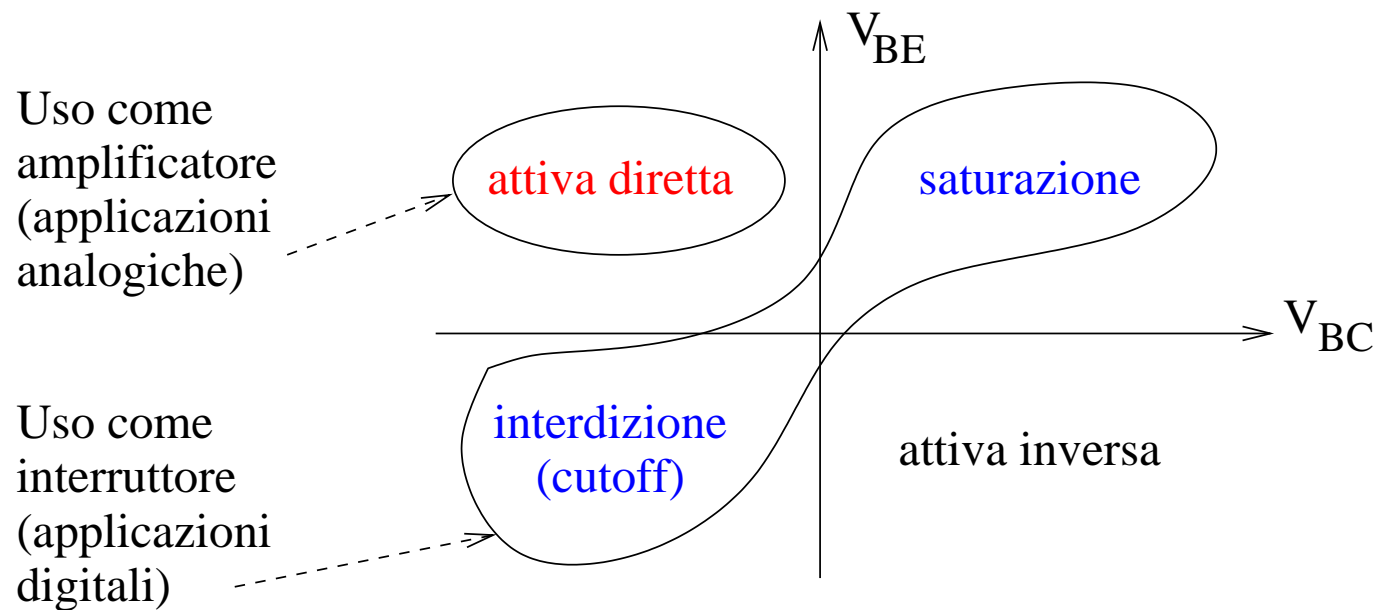
# Struttura di principio

- *Il transistor bipolare è fondamentalmente composto da due giunzioni  $pn$ , realizzate sul medesimo substrato a formare una struttura  $nnp$  oppure  $pnp$ .*



# Regioni di funzionamento

- *Variando le polarità applicate alle due giunzioni, si può polarizzare il transistor in una delle quattro possibili regioni di funzionamento*



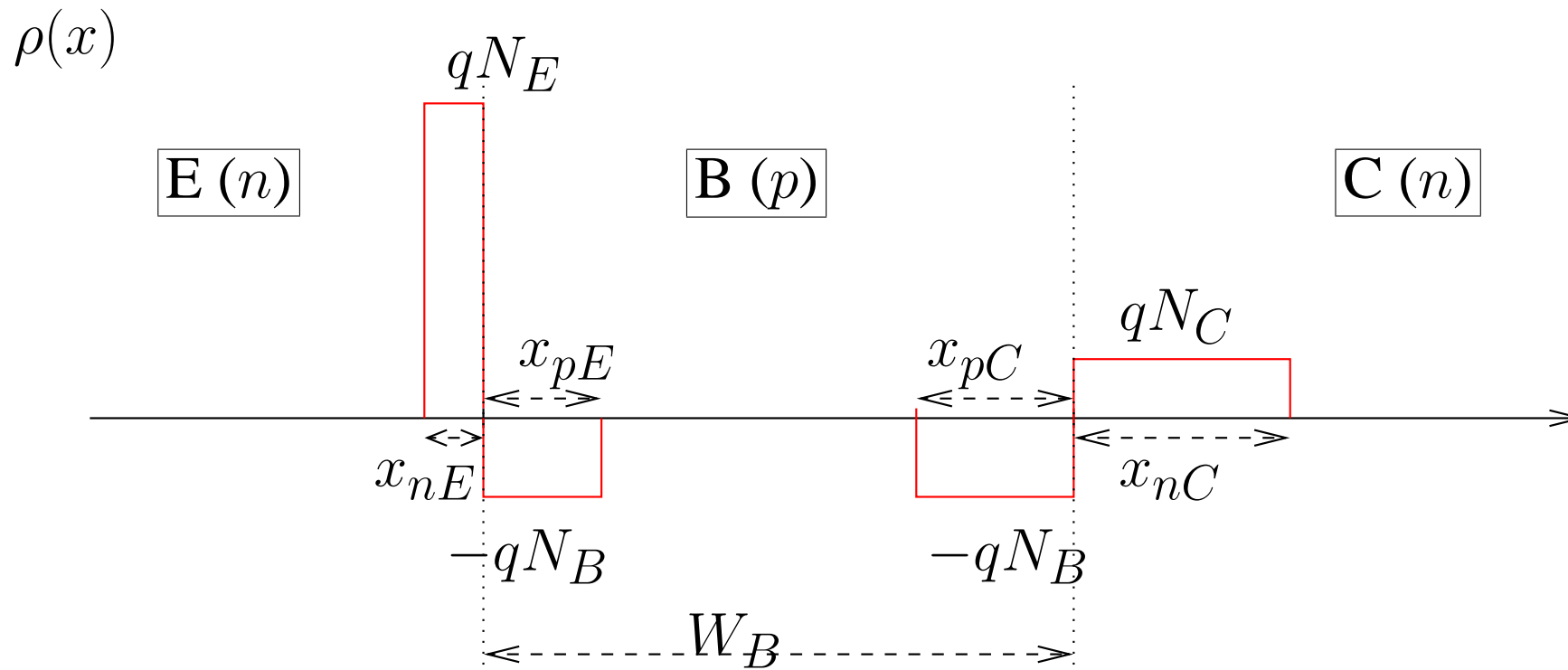
# Effetto transistoro

- *In regione attiva diretta, la giunzione  $B - E$  è polarizzata direttamente:*
  - l'emettitore inietta elettroni nella base, di larghezza  $W_B$ ,
  - alcuni elettroni si ricombinano nella base (la corrente  $I_B$  rifornisce la base delle lacune necessarie,
  - se  $W_B$  è piccola, la maggior parte degli elettroni attraversa tutta la base.
- *La giunzione  $B - C$  è polarizzata inversamente:*
  - gli elettroni che raggiungono la giunzione  $BC$  sono accelerati attraverso la giunzione e raccolti sul collettore.

# Distribuzione della carica

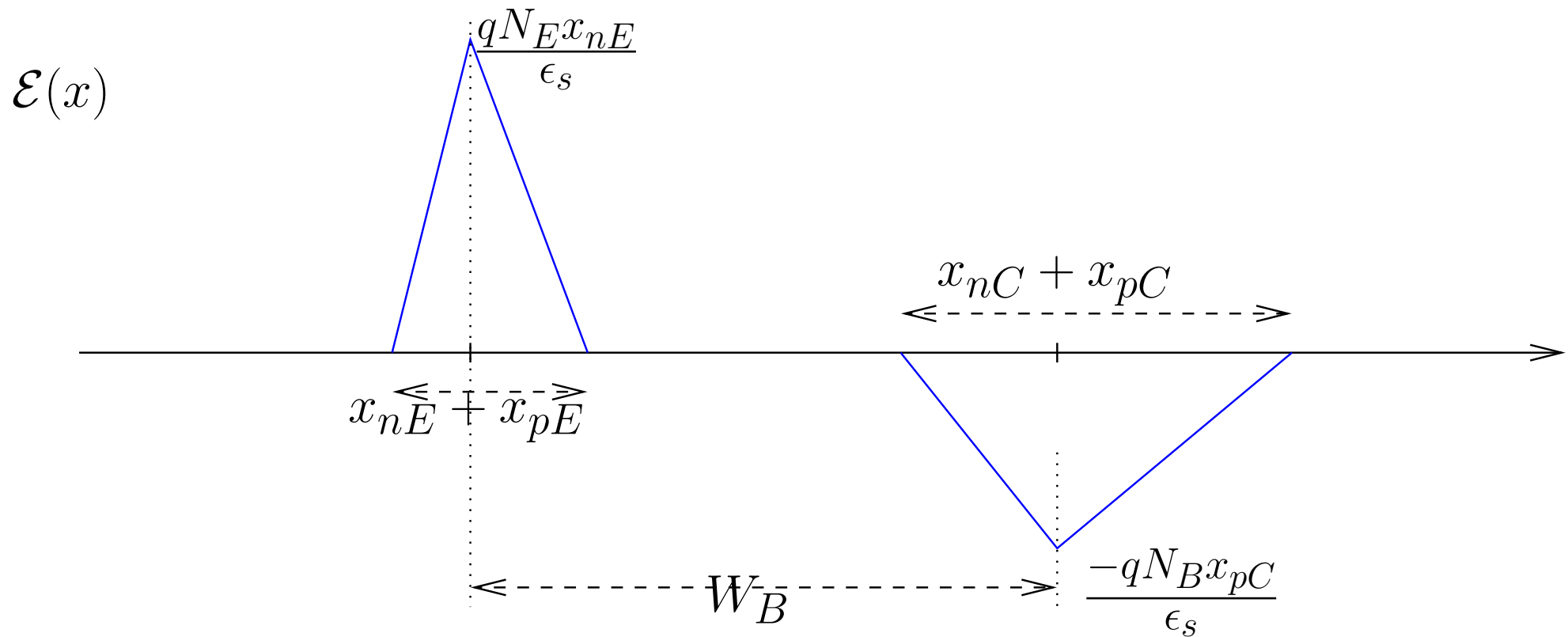
Per trovare l'andamento del potenziale e il diagramma a bande, si risolve l'equazione di Poisson, assumendo per le due giunzioni il completo svuotamento.

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_S}$$



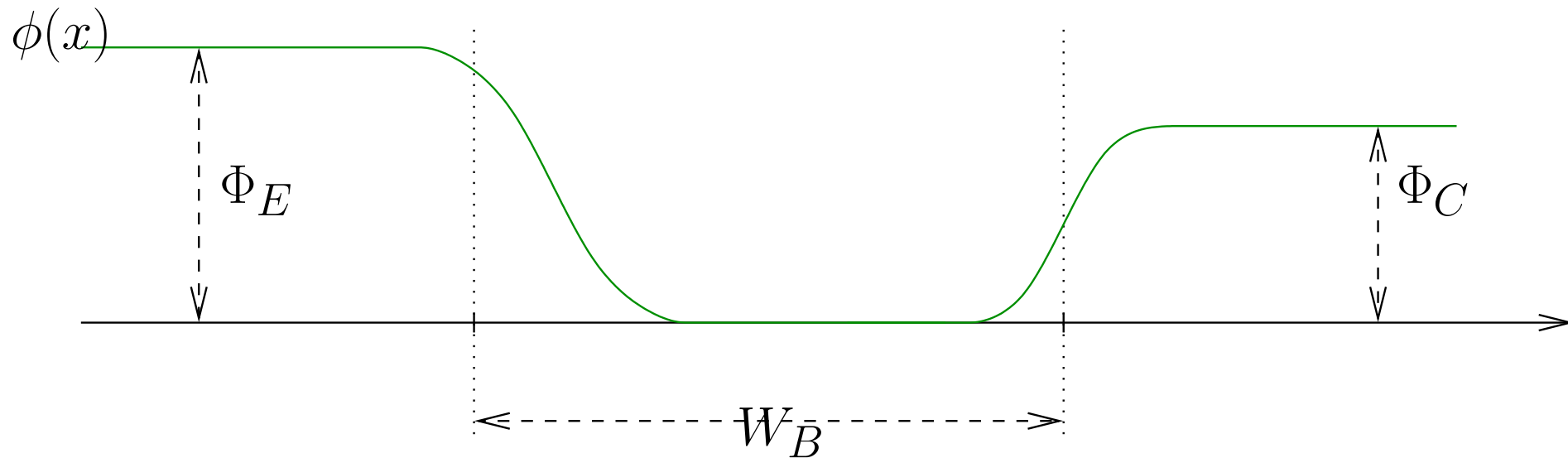
# Campo elettrico

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} = -\mathcal{E} \quad \longrightarrow \quad \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial x} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_S}$$



# Potenziale elettrico

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} = -\mathcal{E}$$

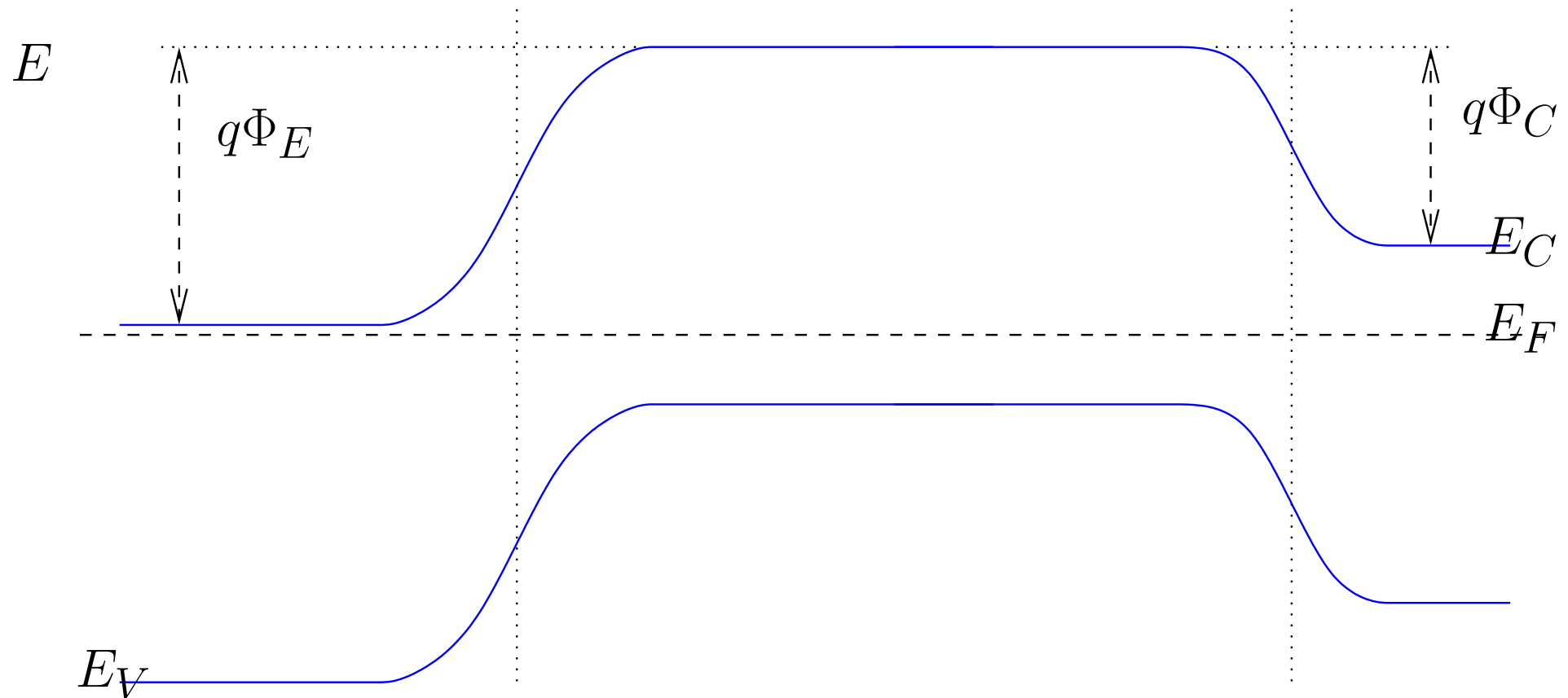


$$\Phi_E = \frac{qN_E x_{nE}}{2\epsilon_s} (x_{nE} + x_{pE})$$

$$\Phi_C = \frac{qN_B x_{pC}}{2\epsilon_s} (x_{nC} + x_{pC})$$

# Diagramma a bande

■ *Energia potenziale per gli elettroni:  $E = -q\phi$*

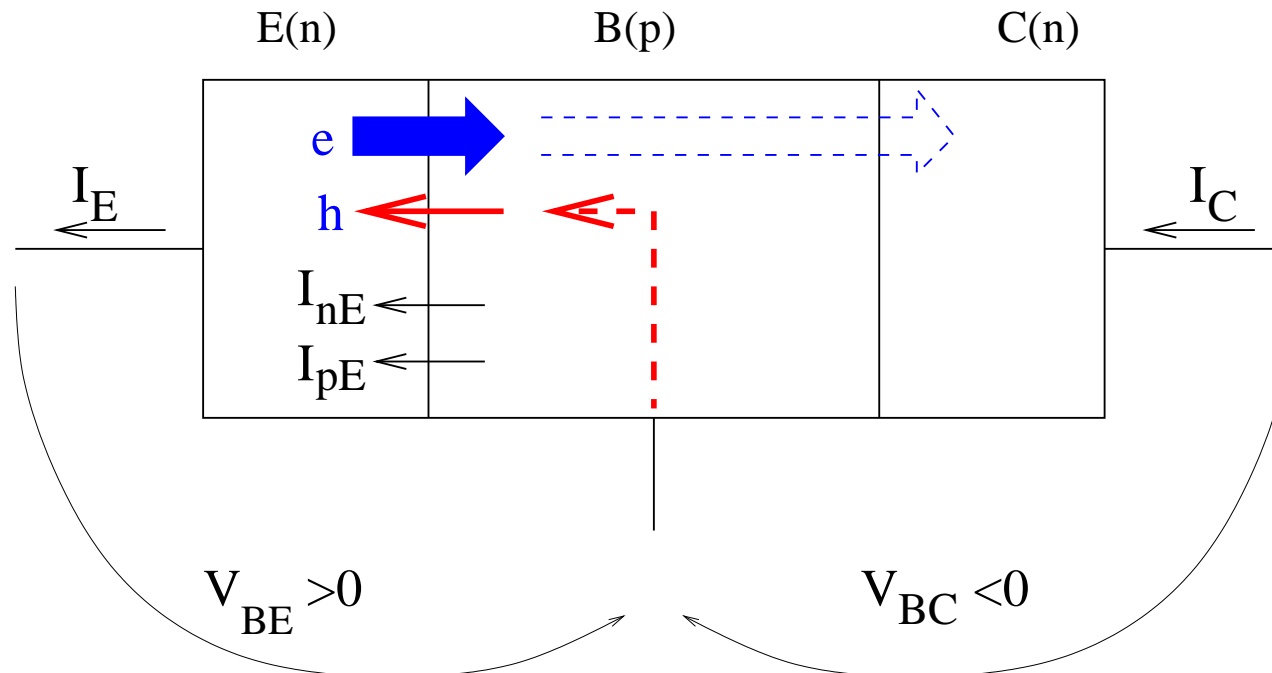




# Correnti di emettitore

## ■ Corrente di emettitore $I_E = -I_{En} - I_{Ep}$

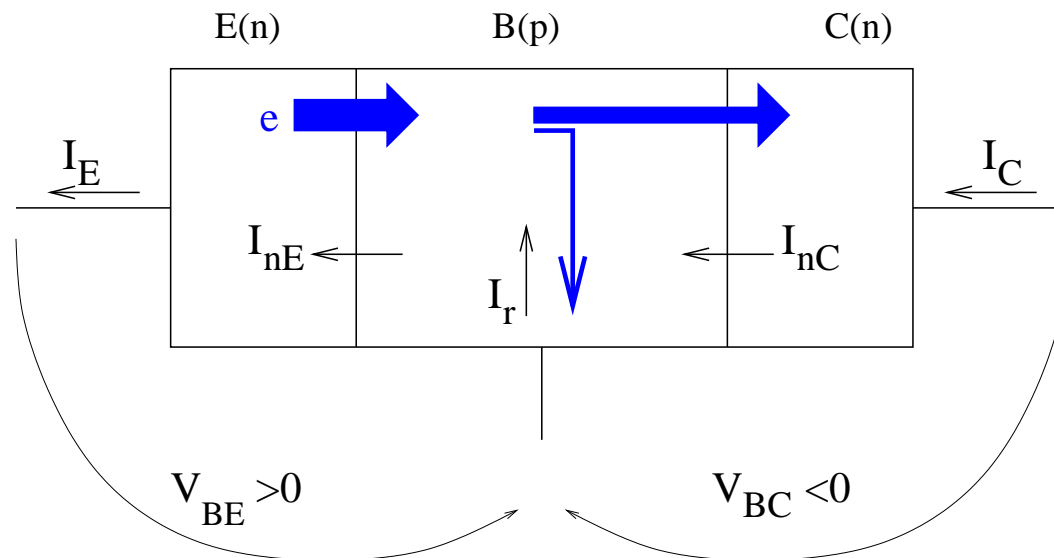
- $I_{En}$  è dovuta agli elettroni iniettati dall'emettitore nella base,
- $I_{Ep}$  è dovuta alle lacune iniettate dalla base nell'emettitore
- Se  $N_E \gg N_B$ , allora  $I_{En} \gg I_{Ep}$  e  $I_{En} = \gamma I_E$ , con  $\gamma \approx 1$
- $\gamma$  è l'efficienza di emettitore



# Correnti di collettore

## ■ Corrente di collettore $I_C = I_{Cn} + I_{Co}$

- $I_{Cn}$  è dovuta agli elettroni che attraversano la base
- $I_{Co}$  è la corrente inversa della giunzione  $B - C$
- Se  $W_B \ll L_n$ , dove  $L_n$  è la lunghezza di diffusione degli elettroni nella base, allora  $I_C \approx I_{Cn} = -\alpha_T I_{En}$ , con  $\alpha_T \approx 1$
- $\alpha_T$  è il fattore di trasporto.

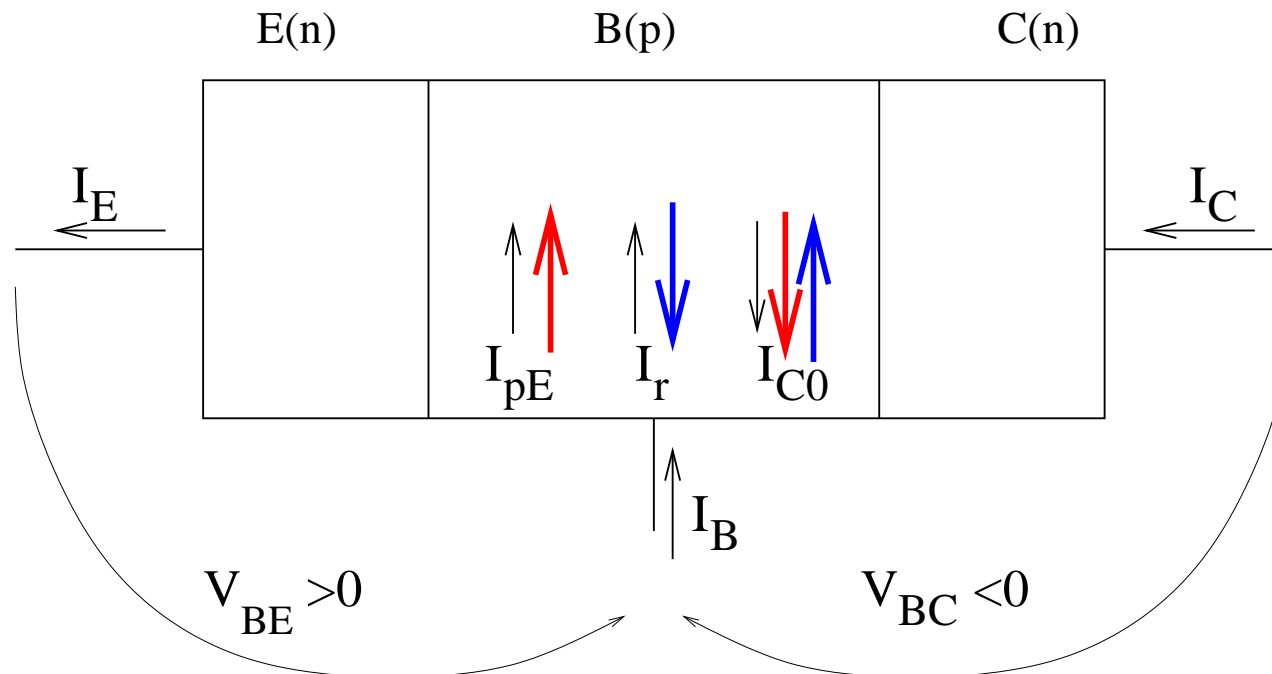


# Correnti di base

## ■ Corrente di base

$$I_B = -I_E - I_C = I_{En} + I_{Ep} - I_{Cn} - I_{Co}$$

- $I_{Ep}$  è dovuta alle lacune iniettate dalla base nell'emettitore
- $I_{Co}$  è la corrente inversa della giunzione  $B - C$
- $I_{En} - I_{Cn}$  è la corrente di ricombinazione in base



# Correnti di base (II)

- **Trascurando  $I_{C_o}$ , si ha  $I_C = -\alpha_T I_{En} = -\alpha_T \gamma I_E$ , ovvero  $I_C = -\alpha_F I_E$ , con  $\alpha_F = \alpha_T \cdot \gamma$**
- **Dalla legge di Kirchhoff, si ha  $I_B = -I_E - I_C = \frac{1}{\alpha_F} I_C - I_C$ , da cui  $I_C = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} I_B = \beta_F I_B$**
- **Poiché  $\alpha_F$  è prossimo a 1,  $\beta_F$  può essere un guadagno molto elevato.**
- **$\beta_F$  è difficile da controllare tecnologicamente:**

$$\frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} = \frac{1}{1 - \alpha_F} \frac{\Delta \alpha_F}{\alpha_F}$$

# Flusso di elettroni in base

■ *Nella regione quasi neutra della base,  $\mathcal{E} \approx 0$  e gli elettroni la attraversano solo per diffusione.*

■ *La concentrazione degli elettroni in base si trova risolvendo l'equazione di continuità, che nel caso stazionario con  $\mathcal{E} \approx 0$  si scrive*

$$\frac{\partial n_p}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} J_n + G_n - R_n \quad 0 = D_{nB} \frac{\partial^2 n_p}{\partial x^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n}$$

■ *La soluzione generale è*

$$n_p(x) - n_{p0} = K_1 e^{-\frac{x}{L_{nB}}} + K_2 e^{\frac{x}{L_{nB}}}$$

*dove  $L_{nB}$  è la lunghezza di diffusione degli elettroni in base.*

# Flusso di elettroni in base (II)

- Poiché la base è corta,  $x \ll L_{nB}$  e quindi  $n_p(x)$  si può approssimare come

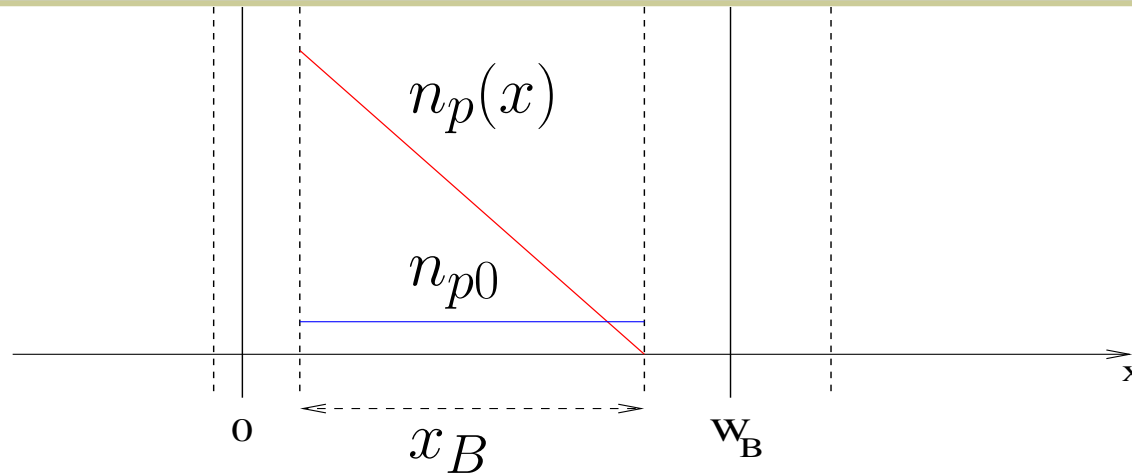
$$\begin{aligned} n_p(x) - n_{p0} &\approx K_1 \left( 1 - \frac{x}{L_{nB}} \right) + K_2 \left( 1 + \frac{x}{L_{nB}} \right) \\ &= C_1 + C_2 \frac{x}{L_{nB}} \end{aligned}$$

- Le condizioni al contorno sono imposte alle giunzioni B-E ( $x = 0$ ) e B-C ( $x = x_B$ )

$$n_p(x = 0) = n_{p0} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad n_p(x = x_B) \approx 0$$

- Si ha  $C_1 = n_p(0) - n_{p0}$      $C_1 + C_2 \frac{x_B}{L_{nB}} = 0$
- da cui  $n_p(x) - n_{p0} \approx (n_p(0) - n_{p0}) \left( 1 - \frac{x}{x_B} \right)$

# Flusso di elettroni in base (III)



- Si calcola la corrente di diffusione degli elettroni in base (regione attiva diretta)

$$\begin{aligned} I_{nE} &= qAD_{nB} \frac{dn_p(x)}{dx} = -\frac{qAD_{nB}}{x_B} (n_p(0) - n_{p0}) \\ &= -\frac{qAD_{nB}}{x_B} n_{p0} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = -\frac{qAD_{nB}n_i^2}{x_B N_B} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \end{aligned}$$

- Adottare un basso livello di drogaggio della base è una buona strategia per ottenere elevate correnti.

# Efficienza di emettitore

- $I_{En} = -\gamma I_E$
- *È il fattore dominante che limita il guadagno  $\beta_F$  del transistor*
- *Nel caso di emettitore lungo ( $x_E \gg L_{pE}$ )*

$$I_{Ep} = \frac{q A n_i^2 D_{pE}}{N_E L_{pE}} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

- *Nel caso di emettitore corto ( $x_E \ll L_{pE}$ )*

$$I_{Ep} = \frac{q A n_i^2 D_{pE}}{N_E x_E} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$



# Efficienza di emettitore (II)

■ **Definizione:**  $\gamma = \frac{I_{nE}}{I_E} = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE}} = \frac{1}{1 + I_{pE}/I_{nE}}$

■ **sostituendo si ha**

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{qAn_i^2 D_{pE}}{N_E L_{pE}} \frac{N_B x_B}{qAn_i^2 D_{nB}}} = \frac{1}{1 + \frac{N_B x_B D_{pE}}{N_E L_{pE} D_{nB}}}$$

**nel caso  $x_E \gg L_{pE}$ , e**

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{N_B x_B D_{pE}}{N_E x_E D_{nB}}}$$

**nel caso  $x_E \ll L_{pE}$**

■ **Per i transistori integrati,  $\gamma > 0,98$ .**

# Efficienza di emettitore (III)

■ *Per massimizzare  $\gamma$  si richiede di*

- scegliere  $N_E \gg N_B$
- scegliere  $x_E$  grande o ridurre la ricombinazione di lacune nell'emettitore
- scegliere  $x_B$  piccolo

■ *Esempio: con  $x_E \approx W_E = 1 \mu\text{m}$ ,  $x_B \approx W_B = 5 \mu\text{m}$ ,  $\mu_{nB} = 1500 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ ,  $\mu_{pE} = 500 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ ,  $\tau_n = \tau_p = 10 \mu\text{s}$ , si ha*

$$\gamma = 0,9983 \quad \text{per} \quad N_E = 10^{18} \text{ cm}^{-3}, \quad N_B = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$$

$$\gamma = 0,8571 \quad \text{per} \quad N_E = 10^{17} \text{ cm}^{-3}, \quad N_B = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

# Corrente di ricombinazione

- *Parte degli elettroni iniettati dall'emettitore si ricombina nella regione neutra della base.*
- *La carica associata agli elettroni in eccesso nella base è*

$$Q_B = q \int_0^{x_B} (n_p(x) - n_{p0}) dx = \frac{qx_B}{2} (n_p(0) - n_{p0})$$

- *La corrente di ricombinazione si ottiene come rapporto tra  $Q_B$  e il tempo di vita medio  $\tau_n$*

$$J_r = \frac{Q_B}{\tau_n} = \frac{qx_B}{2\tau_n} (n_p(0) - n_{p0}) \approx \frac{qx_B}{2\tau_n} n_{p0} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

# Fattore di trasporto

■  $\alpha_T = -\frac{I_{Cn}}{I_{En}} = \frac{I_{En} - I_r}{I_{En}} = 1 - \frac{I_r}{I_{En}}$

■ **Sostituendo le espressioni di  $J_r$  e  $I_{En}$  si ha**

$$\begin{aligned}\alpha_T &= 1 - A \frac{q x_B}{2\tau_n} n_{p0} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \cdot \frac{N_B x_B}{q A n_i^2 D_{nB}} e^{-V_{BE}/V_T} \\ &= 1 - \frac{x_B n_i^2}{2\tau_n N_B} \cdot \frac{N_B x_B}{n_i^2 D_{nB}} = 1 - \frac{x_B^2}{2\tau_n D_{nB}} = 1 - \frac{x_B^2}{2L_{nB}^2}\end{aligned}$$

■ **Per i BJT moderni,  $x_B < 1 \mu\text{m}$  e  $L_{nB} > 30 \mu\text{m}$ , e quindi  $\alpha_T > 0,9994$  (non è un fattore limitante)**

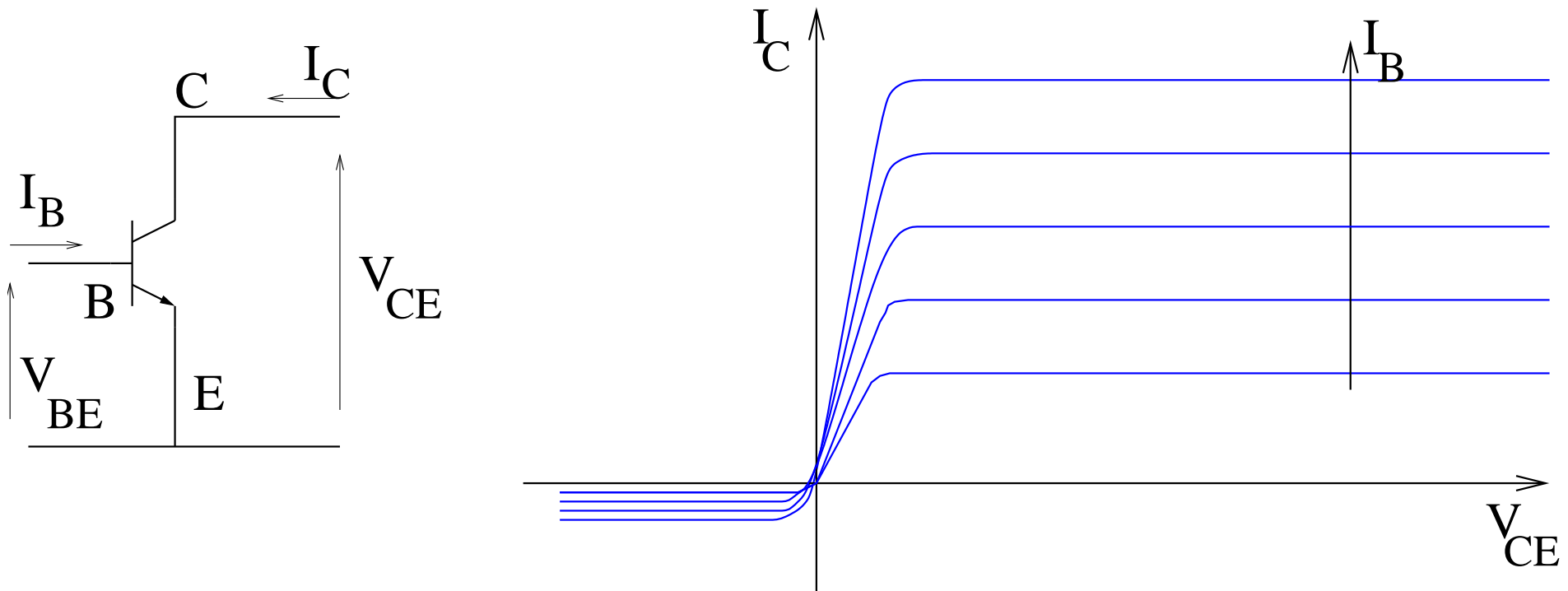
■ **Con  $\alpha_T = 0,9994$  e  $\gamma = 0,9983$ , si ha**

$$\alpha_F = 0,9977 \quad \text{e} \quad \beta_F = 433$$

# Caratteristica del transistor

- Emettitore comune: la coppia B-E forma la maglia di ingresso, mentre la coppia B-C forma quella di uscita
- Il comportamento statico è descritto da due caratteristiche

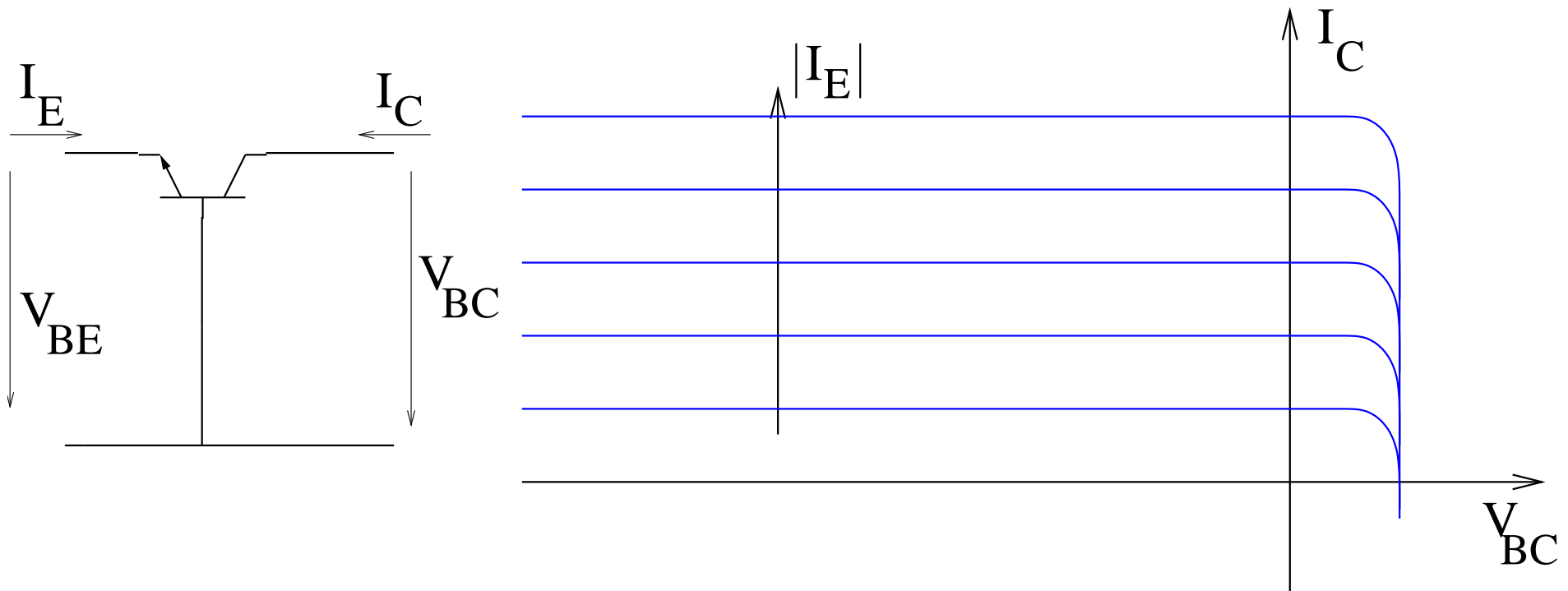
$$V_{BE} = V_{BE}(I_B, V_{CE}) \quad I_C = I_C(I_B, V_{CE})$$



# Caratteristica del transistor (II)

- Base comune: si usano le caratteristiche

$$V_{BE} = V_{BE}(I_E, V_{BC}) \quad I_C = I_C(I_E, V_{BC})$$

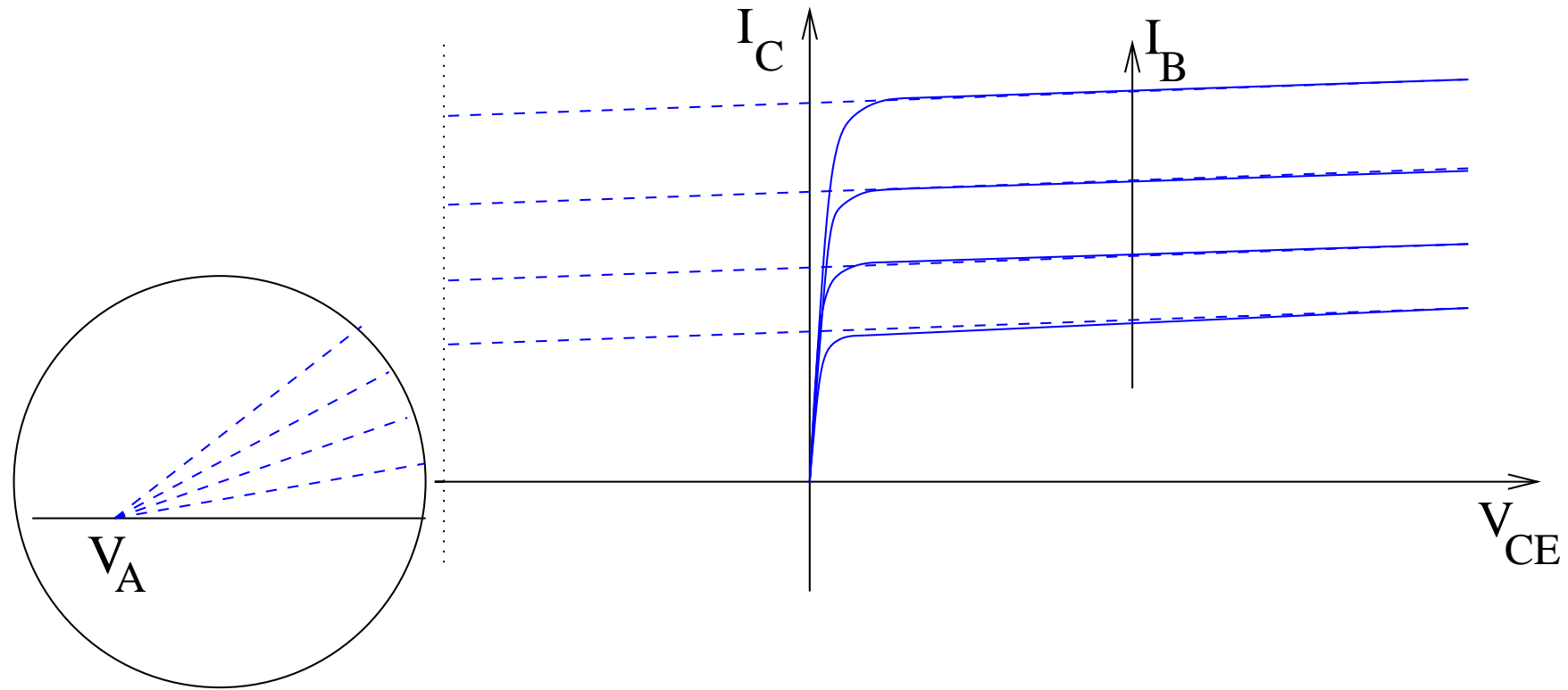


# Deviazioni dal BJT ideale

## ■ Modulazione della lunghezza di base (effetto Early)

- se  $|V_{BC}|$  cresce (polarizzazione inversa),  $\rightarrow$  la regione di svuotamento aumenta e quindi la larghezza della regione quasi neutra della base,  $x_B$  si riduce, con 2 conseguenze:
  1. si riduce il tasso di ricombinazione, cioè aumenta  $\alpha_T$
  2. aumenta l'iniezione dei portatori minoritari in base, ovvero aumenta  $\gamma$
- A parità di  $I_B$ , la corrente  $I_C$  cresce con  $|V_{BC}|$

# Effetto Early



- La tensione di Early  $V_A$  misura la dipendenza di  $x_B$  dalla tensione  $V_{BC}$ :  $V_A$  piccolo implica forte modulazione della lunghezza di base
- Il modello adottato in regione attiva diretta è del tipo

$$I_C = \beta_F I_B \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$



# Meccanismi di breakdown

Alla giunzione B-C, polarizzata inversamente, si possono avere due fenomeni di breakdown:

1 Perforazione diretta, quando la regione di svuotamento della giunzione B-C cresce fino a occupare tutta la base. Poiché la relazione tra livelli di drogaggio e ampiezze delle regioni

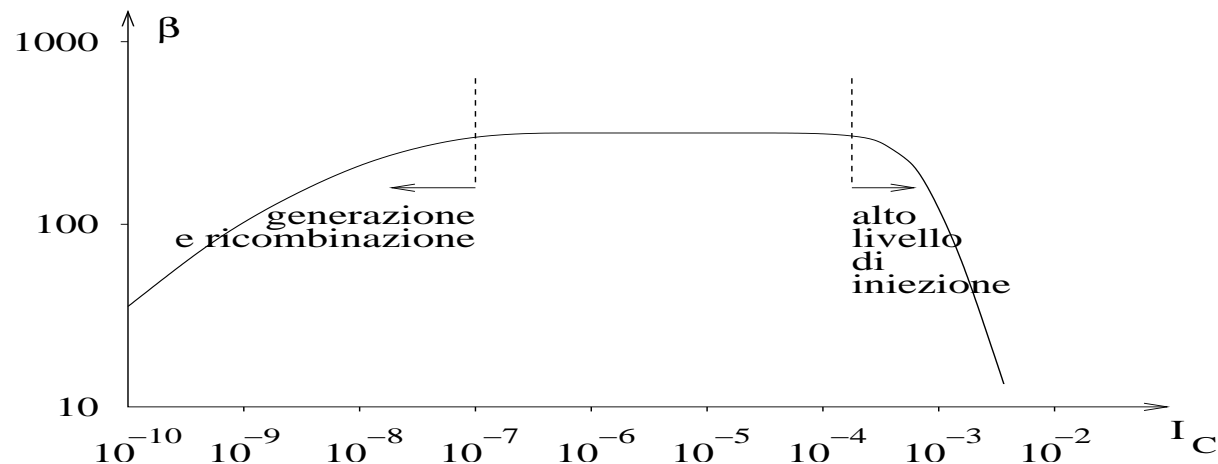
svuotate è  $\frac{x_p}{x_n} = \frac{N_d}{N_a}$ , la perforazione diretta si combatte adottando  $\frac{N_B}{N_C} \gg 1$

2 Breakdown a valanga, quando la polarizzazione inversa della giunzione B-C è tale da indurre un campo elettrico superiore a quello di innesco dell'effetto valanga.

$$\mathcal{E}_{cri} = \sqrt{\frac{2qN_{eq}(\phi_i - V_{breakdown})}{\epsilon_s}} \approx \sqrt{\frac{2qN_C(\phi_i - V_{breakdown})}{\epsilon_s}}$$

# Variazione di $\beta$

- In un modello del I ordine,  $\alpha_T$  e  $\gamma$  sono indipendenti da  $V_{BE}$  e da  $I_C$ , cioè  $\beta$  è una costante ( $\beta = I_C/I_B$ ).
- A bassi livelli di corrente, la generazione e ricombinazione alla giunzione B-E induce un aumento di  $I_B \rightarrow \beta$  diminuisce
- Ad alti livelli di corrente, la carica associata agli elettroni che attraversano la giunzione B-C non è più trascurabile e induce la riduzione della regione di svuotamento  $\rightarrow x_B$  aumenta  $\rightarrow \beta$  diminuisce (Kirk effect).



# Limitazioni in frequenza

- *Tempo di transito in base* : è il rapporto tra la carica in eccesso nella base e la corrente che la attraversa

$$\tau_B = \frac{Q_B}{I_C} \propto x_B^2$$

- *tempi associati alle capacità di emettitore,*

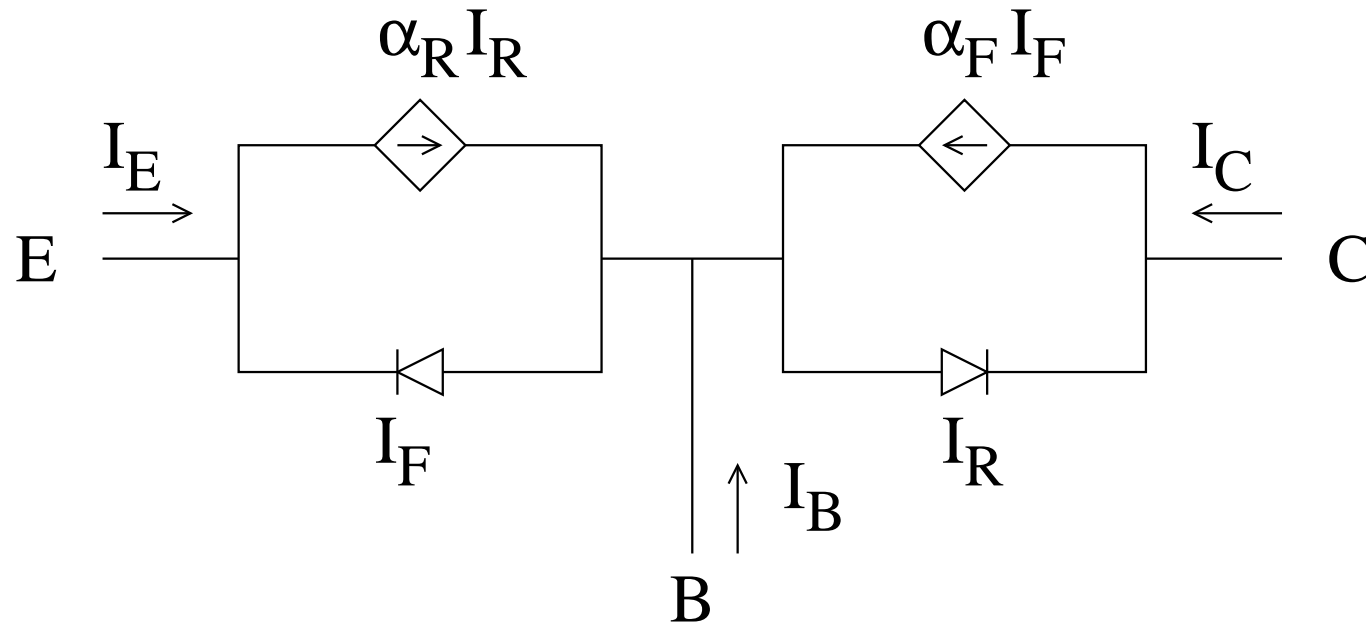
$$C_{BE} = \left| \frac{\partial Q_B}{\partial V_{BE}} \right| \text{ e collettore } (C_{BC})$$

- *tempo di transito nella regione di svuotamento al collettore*

Questi tempi si sommano e determinano la frequenza di taglio, al di sopra della quale  $\beta < 1$  e il BJT non è più utile come amplificatore.

# Modello di Ebers-Moll

- *modello approssimato usabile in tutte le regioni di funzionamento.*



$$I_F = I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad I_R = I_{CS} \left( e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_E = -I_F + \alpha_R I_R \quad I_C = -I_R + \alpha_F I_F \quad I_B = I_F (1 - \alpha_F) + I_R (1 - \alpha_R)$$

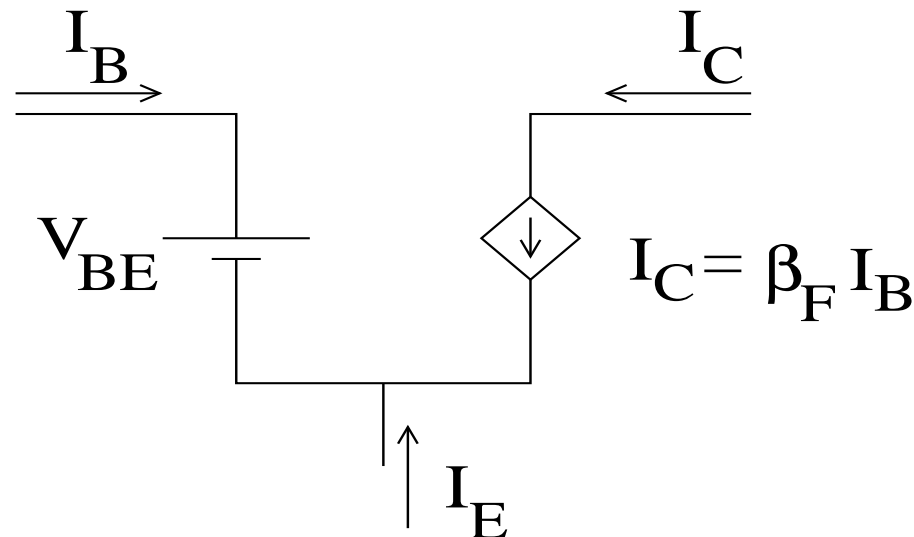
# Modello semplificato in r.a.d.

- Poiché  $V_{BC} < 0$ , si ha  $I_R \approx 0$  e le correnti di collettore e base si possono scrivere

$$I_C \approx \alpha_F I_F \quad I_B \approx I_F (1 - \alpha_F)$$

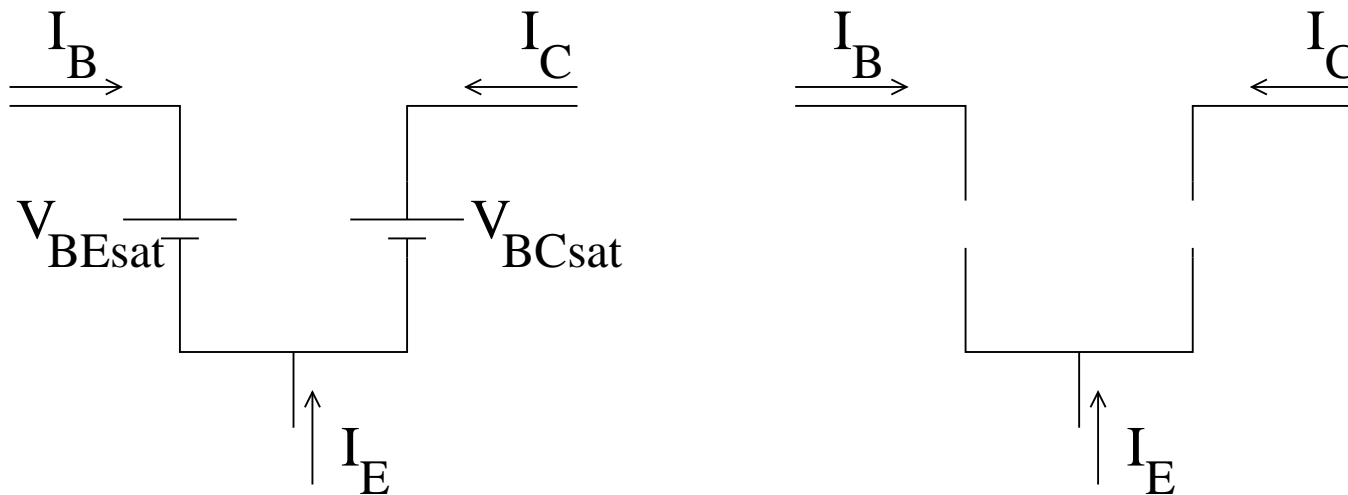
quindi  $I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = \beta_F I_B$

- La giunzione B-E è polarizzata direttamente, quindi si può modellizzare in prima approssimazione con un generatore di tensione di valore pari a  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$



# Modello semplificato

- In regione attiva inversa,  $V_{BE} < 0$  e  $V_{BC} > 0,7$ , ma le prestazioni sono peggiori perché non è  $N_C \gg N_B$ .
- In regione di saturazione, entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente, con in genere  $V_{BE} > 0,7$  V: per esempio, con  $V_{BE} = 0,8$  V e  $V_{CE} = 0,2$  V, si ha  $V_{BC} = 0,6$  V.
- In interdizione, le due giunzioni sono polarizzate inversamente e non si hanno correnti.



# Modello per piccolo segnale

- In condizioni di piccolo segnale, tensioni e correnti si possono esprimere nella forma

$$i_C(t) = I_C + i_c(t) \quad v_{BC}(t) = V_{BC} + v_{bc}(t)$$

$$i_E(t) = I_E + i_e(t) \quad v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t)$$

$$i_B(t) = I_B + i_b(t) \quad v_{CE}(t) = V_{CE} + v_{ce}(t)$$

- Dal modello di Ebers-Moll in regione attiva diretta si ha

$$i_C = \alpha_F I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \quad i_B = (1 - \alpha_F) I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

- Nella configurazione a emettitore comune, le correnti di base e collettore si esprimono in funzione delle tensioni  $v_{BE}$  e  $v_{CE}$ :

$$i_C = i_C(v_{BE}, v_{CE}) \quad i_B = i_B(v_{BE}, v_{CE})$$

$$\text{e } v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

# Modello per piccolo segnale (II)

- In condizioni di piccolo segnale, le espressioni delle correnti si possono sviluppare al primo ordine intorno al punto di polarizzazione:

$$i_C = i_C(V_{BE}, V_{CE}) + v_{be} \cdot \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} + v_{ce} \cdot \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}}$$
$$i_B = i_B(V_{BE}, V_{CE}) + v_{be} \cdot \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} + v_{ce} \cdot \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}}$$

- Si ha, per i coefficienti

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = \frac{\alpha_F I_{ES}}{V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \frac{I_C}{V_T} = \frac{\beta_0 I_B}{V_T} \quad \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = 0$$
$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = \frac{(1-\alpha_F) I_{ES}}{V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = \frac{I_B}{V_T} = \frac{I_C}{\beta_0 V_T} \quad \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = 0$$



# Modello per piccolo segnale (III)

- Il modello di Ebers-Moll non tiene conto dell'effetto Early; assumendo  $\frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} = \frac{I_C}{V_A}$  e  $\Delta i_B = -\frac{\Delta i_C}{\beta_F}$  si ottiene in forma approssimata

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = \frac{I_C}{V_A} \quad \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = -\frac{I_C}{\beta_0 V_A} \approx 0$$

dove  $\beta_0$  è il guadagno di corrente per piccolo segnale a emettitore comune (numericamente  $\beta_F \approx \beta_0$ )

- I quattro coefficienti trovati sono gli elementi di una matrice che descrive il comportamento in condizioni di piccolo segnale

$$\begin{aligned} i_b &= y_{11}v_{be} + y_{12}v_{ce} & y_{11} &= \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} & y_{12} &= \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} \\ i_c &= y_{21}v_{be} + y_{22}v_{ce} & y_{21} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} & y_{22} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} \end{aligned}$$

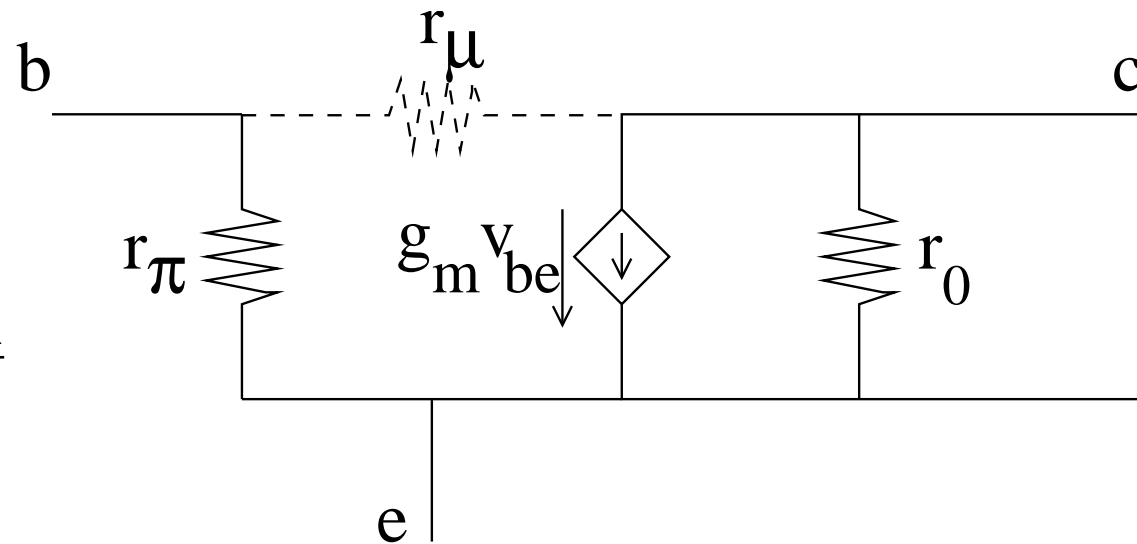
# Modello ibrido a $\pi$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_T}{I_C}$$

$$r_{\mu} \approx 0$$

$$g_m = \frac{V_T}{I_C}$$

$$r_0 = \frac{V_A}{I_C}$$



- $1/y_{11} = r_{\pi}$  ha il significato di resistenza differenziale di ingresso
- $1/y_{12} = r_{\mu} \approx 0$  è una resistenza differenziale B-C
- $y_{21} = g_m$  è la transconduttanza
- $1/y_{22} = r_0$  è la resistenza differenziale di uscita
- spesso il modello è completato con la resistenza di base  $r_b$

# Modello a parametri $h$

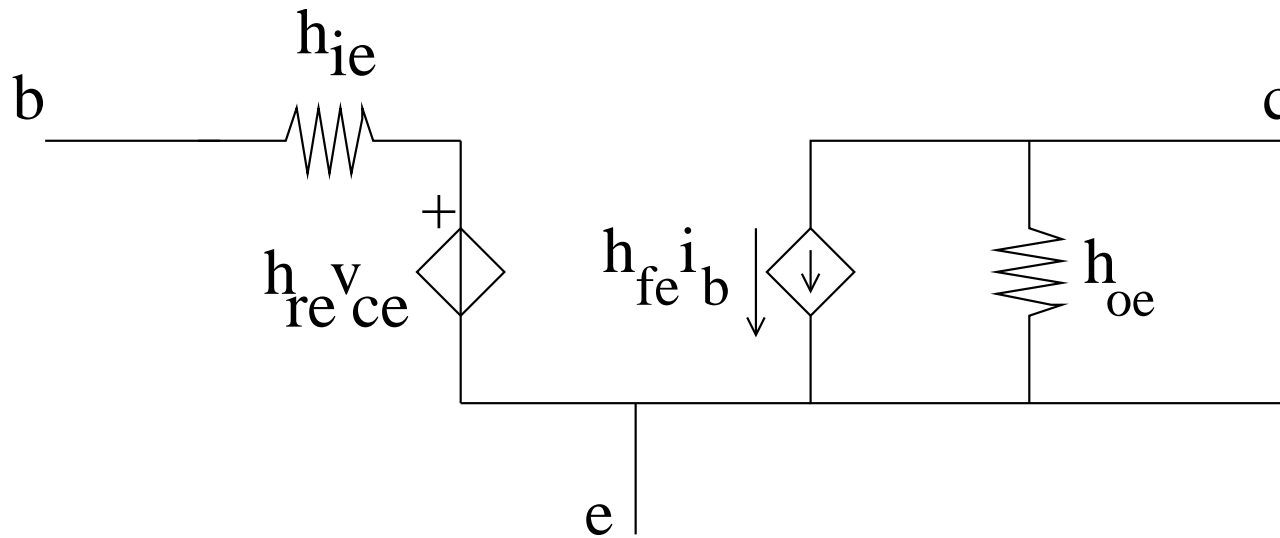
- *Un altro modello per piccolo segnale si ottiene, assegnate la corrente di base e la tensione C-E, mediante i parametri  $h$*

$$\begin{aligned} h_{ie} &= \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{I_B, V_{CE}} & h_{re} &= \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B, V_{CE}} \\ h_{fe} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{I_B, V_{CE}} & h_{oe} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B, V_{CE}} \end{aligned}$$

- *$h_{ie}$  è la resistenza differenziale di ingresso con uscita in c.c., mentre  $h_{oe}$  è la conduttanza di uscita a ingresso aperto*

# Modello a parametri $h$ (II)

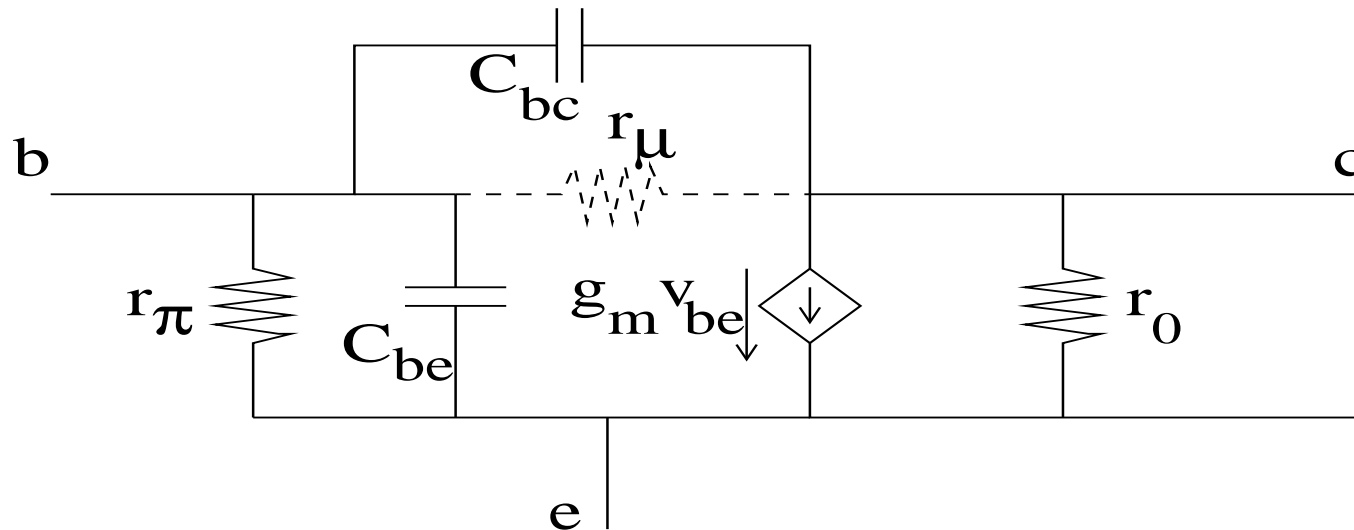
- $h_{fe}$  è il guadagno di corrente con uscita in c.c.,  $h_{re}$  è il rapporto inverso delle tensioni con ingresso aperto.
- Il modello circuitale è



- Se  $h_{re}$  è trascurabile, il modello a parametri  $h$  coincide con quello ibrido a  $\pi$  e  $h_{ie} = r_{be}$ ,  $h_{oe} = 1/e_{ce}$ ,  $h_{fe} = \beta$ .

# Comportamento in frequenza

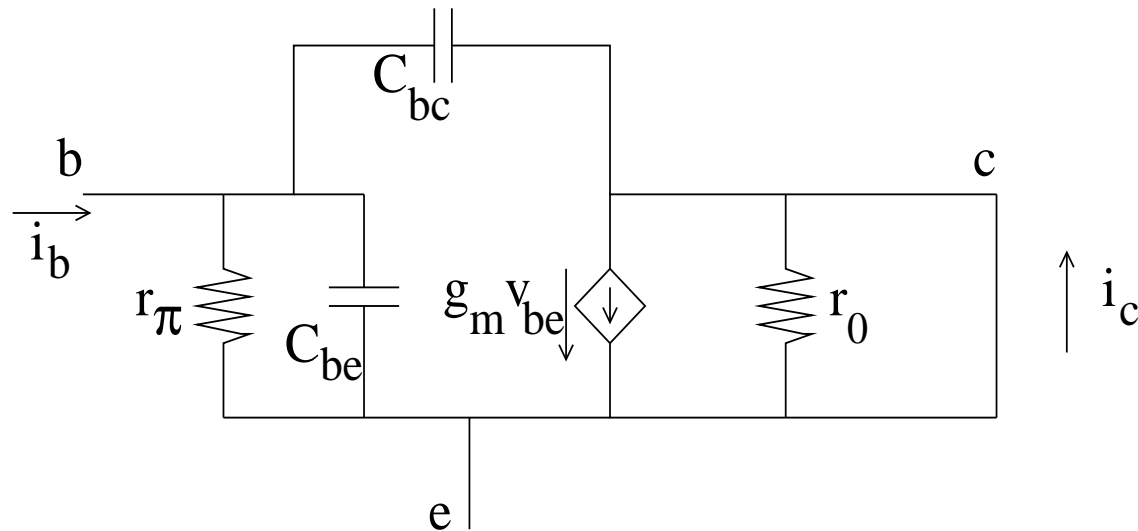
- Si aggiungono le capacità delle giunzioni per estendere il modello equivalente a frequenze più elevate



- La capacità prevalente è solitamente  $C_{be}$ , capacità di diffusione proporzionale alla corrente di base;  $C_{bc}$  è invece una capacità di svuotamento.
- A frequenza elevate, le due capacità tendono a cortocircuitare le giunzioni e quindi il guadagno diminuisce.

# Frequenza di taglio

- Valutiamo il guadagno di corrente di corto circuito al variare della frequenza:



$$v_{be} = i_b \left( r_{\pi} // \frac{1}{j\omega C_{be}} // \frac{1}{j\omega C_{bc}} \right) = i_b \frac{r_{\pi}}{1 + j\omega r_{\pi}(C_{be} + C_{bc})}$$
$$\frac{i_c}{i_b} = \beta(\omega) = \frac{g_m r_{\pi}}{1 + j\omega r_{\pi}(C_{be} + C_{bc})} \quad \beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

dove  $\beta_0 = g_m r_{\pi}$  e  $f_0 = \frac{1}{2\pi r_{\pi}(C_{be} + C_{bc})}$  (freq. di taglio a 3 dB)

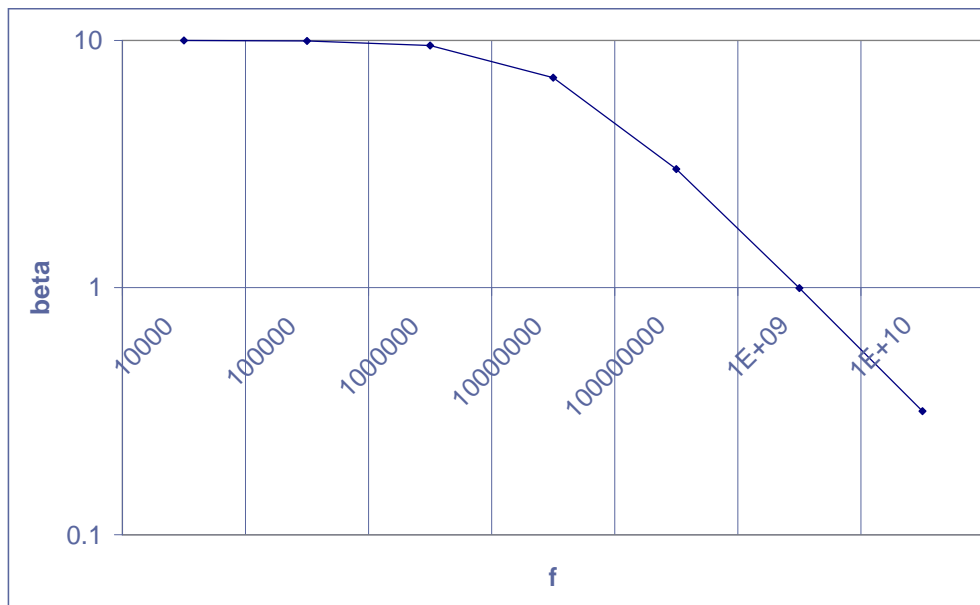
# Frequenza di taglio (II)

- A frequenza  $f \gg f_0$  il guadagno può essere espresso come

$$\beta(f) \approx -j\beta_0 \frac{f_0}{f}$$

- Si definisce **frequenza di taglio**  $f_T$  il valore di  $f$  per il quale il modulo di  $\beta(f)$  si riduce a 1

$$|\beta(f)| = 1 \rightarrow f_T = \beta_0 f_0 = \frac{\beta_0}{2\pi r_\pi (C_{be} + C_{bc})} = \frac{g_m}{2\pi (C_{be} + C_{bc})}$$

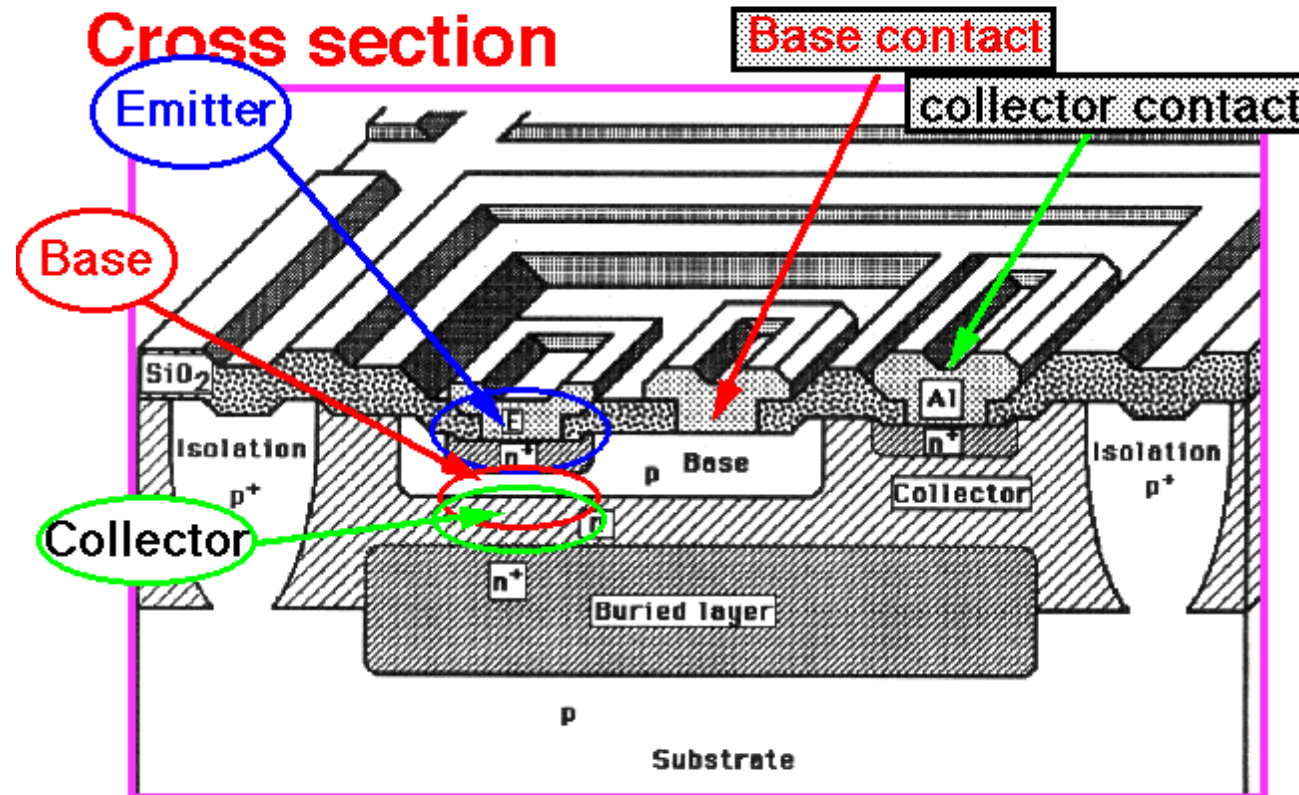


$f_T$  è pari al prodotto della banda del transistor e del guadagno in continua

# Tecnologia del BJT

## *Diffused junction isolation*

### Cross section



(Source: W. Maly, Atlas of IC Tech.)



# Tecnologia del BJT (II)

- Il transistor è verticale: lo “scaling” delle dimensioni laterali non migliora il dispositivo intrinseco, ma aumenta la densità e riduce capacità e resistenze parassite.

<i>parametro</i>	1980	1985	1990
<b>larghezza di emettitore (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>3</b>	<b>1,5</b>	<b>0,8</b>
<b>larghezza di base (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>0,3</b>	<b>0,15</b>	<b>0,07</b>
<b><math>f_T</math> (GHz)</b>	<b>1</b>	<b>10</b>	<b>30</b>
<b>ECL gate delay (ps)</b>	<b>500</b>	<b>100</b>	<b>30</b>

- Nei BJT moderni
  1. isolamento a ossido (maggiore densità di integrazione)
  2. emettitore in polisilicio (mobilità ridotta e quindi minore diffusione da base a emettitore)